

PHASE SHIFTING CIRCUIT

Publication number: JP6077702

Publication date: 1994-03-18

Inventor: ICHIKAWA YUICHI

Applicant: TAIYO YUDEN KK

Classification:

- international: **H01P1/18; H01P3/06; H01P1/18; H01P3/02; (IPC1-7):**
H01P1/18; H01P3/06

- european:

Application number: JP19920230432 19920828

Priority number(s): JP19920230432 19920828

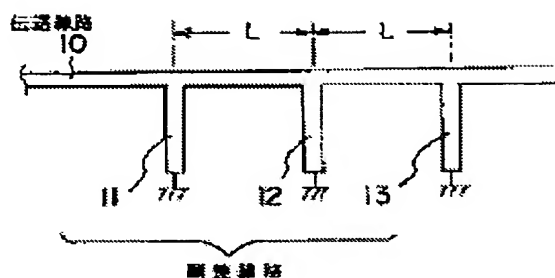
Report a data error here

Abstract of JP6077702

PURPOSE: To provide the phase shifting circuit which can be formed to small size.

CONSTITUTION: Halfway on a transmission line 10 consisting of a microstrip line, three adjustment lines 11-13 which are formed of microstrip lines and have specific length and width are arranged at equal intervals perpendicularly to the transmission line 10. One-end sides of those adjustment lines 11-13 are connected to the transmission line 10 and the other-end sides are grounded.

Consequently, reactance elements which have the same sign are formed of those adjustment lines 11-13 and their values are adjusted to make phase adjustments while a standing wave ratio is held at one. This circuit can, therefore, be formed to small size without requiring a large space and applied to an optional frequency although the constitution is simple.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

BEST AVAILABLE COPY

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-77702

(43)公開日 平成 6 年(1994) 3 月18日

(51)Int.Cl.⁵

H 0 1 P 1/18
3/06

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全 5 頁)

(21)出願番号 特願平4-230432

(22)出願日 平成 4 年(1992) 8 月28日

(71)出願人 000204284

太陽誘電株式会社

東京都台東区上野 6 丁目16番20号

(72)発明者 市川 裕一

東京都台東区上野 6 丁目16番20号 太陽誘
電株式会社内

(74)代理人 弁理士 吉田 精孝

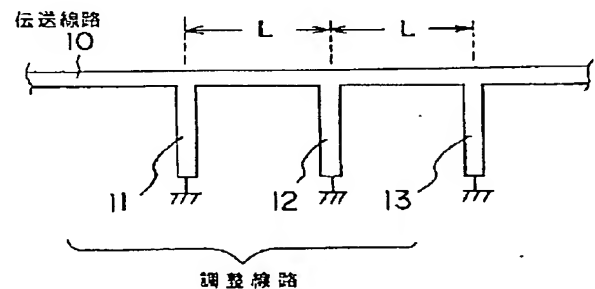
(54)【発明の名称】 移相回路

(57)【要約】

【目的】 小型に形成できる移相回路を提供すること。

【構成】 マクロストリップラインからなる伝送線路 10 の途中に、マイクロストリップラインからなり、所定の長さ及び幅を有する 3 つの調整線路 11 ~ 13 を当間隔を開けて伝送線路 10 に対して直角に配置し、これら調整線路 11 ~ 13 の一端を伝送線路 10 に接続し、他端を接地する。これにより、各調整線路 11 ~ 13 によって同符号のリアクタンス素子が形成され、これらの値を調整することにより、定在波比を 1 に保った状態で位相調整を行うことができる。

【効果】 多くのスペースを必要とせず小型に形成することができると共に、簡単な構成で任意の周波数に対応することができる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 伝送線を伝搬する信号の位相を調整する移相回路において、
前記伝送線路上に同符号の 3 つのリアクタンス素子を設けると共に、該リアクタンス素子を当間隔を開けて前記伝送線路に接続した、
ことを特徴とする移相回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、伝送線を伝搬する信号の位相を調整する移相回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 従来、伝送線を伝搬する信号の位相を調整する移相回路としては、図 2 及び図 3 に示す回路が知られている。図 2 において、1 は伝送線路、2、3 は伝送経路切替用のスイッチ、4、5 は位相調整用の伝送線路で、それぞれ異なった線路長を有している。これにより、スイッチ 2、3 を切り替えて伝送線路 1 を伝搬する信号の伝送経路を伝送線路 4 又は伝送線路 5 にすることにより信号の位相を調整することができる。

【0003】 また、図 3 は同軸線路用のものであり、図において、6、7 は同軸線路で、それぞれの中心導体 6a、7a 及び外部導体 6b、7b は導通状態に接触され且つ摺動可能に接続されている。これにより、同軸線路 6、7 を摺動させてその接触部分の長さを変えることにより伝送線路の長さが変化され、同軸線路 6、7 を伝搬する信号の位相を調整することができる。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】 しかしながら、前述した従来の移相回路においては、前者の場合、位相の調整範囲及び調整幅により多数の位相調整用伝送線路 4、5 を設ける必要があり、位相調整後にはこれら多数の伝送線路の内の 1 つ以外は全て不要となってしまうと共に、形状が大きくなる。さらに、位相調整用の伝送線路 4、5 を形成した後、新たに位相調整用の伝送線路を追加することが困難である。また、後者の場合、機構がとても複雑となり、小型化が難しいという問題点があった。

【0005】 本発明の目的は上記の問題点に鑑み、小型に形成できる移相回路を提供することにある。

【0006】

【課題を解決するための手段】 本発明は上記の目的を達

成するために、伝送線を伝搬する信号の位相を調整する移相回路において、前記伝送線路上に同符号の 3 つのリアクタンス素子を設けると共に、該リアクタンス素子を当間隔を開けて前記伝送線路に接続した移相回路を提案する。

【0007】

【作用】 本発明によれば、伝送線路上に同符号の 3 つのリアクタンス素子が当間隔を開けて接続され、これら 3 つのリアクタンス素子の値を調整することにより、前記伝送線を伝搬する信号の定在波比が低く保たれた状態で位相が変化される。

【0008】

【実施例】 以下、図面に基づいて本発明の一実施例を説明する。図 1 は一実施例の移相回路を示す構成図、図 4 はその等価回路を示す図である。図において、10 はマイクロストリップラインからなる伝送線路で、その途中には伝送線路 10 に対して直角方向に延びる調整線路 11～13 が形成されている。これらの調整線路 11～13 は伝送線路 10 と同様のマイクロストリップラインからなり、所定の長さ及び幅とを有しそれぞれの一端は当間隔を開けて伝送線路 10 に接続され、他端は接地されている。これにより、各調整線路 11～13 はインダクタとして機能し、伝送線路 10 に当間隔を開けてインダクタが接続された移相調整回路が構成される。

【0009】 図 4 において、10a、10b のそれぞれは調整線路 11、12 及び調整線路 12、13 の間におけるインピーダンスで、特性インピーダンス Z_0 、電気長 θ を有している。また、調整線路 11～13 のそれぞれのリアクタンスは jX_1 、 jX_2 、 jX_1 であり、両側の調整線路 11、13 のリアクタンスは等しいものに設定されている。

【0010】 次に、前述の構成よりなる本実施例の動作を説明する。図 4 における各調整線路 11～13 のサセプタンス jB_1 、 jB_2 、 jB_1 は、リアクタンス jX_1 、 jX_2 の逆数であり、式(1)、(2)によって表される。

【0011】

$$jB_1 = 1 / jX_1 \quad \cdots (1)$$

$$jB_2 = 1 / jX_2 \quad \cdots (2)$$

また、前述した移相調整回路の F パラメータは式(3)によって表される。

【数 1】

$$\begin{aligned}
 F &= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_0 \sin \theta \\ j(\sin \theta / Z_0) & \cos \theta \end{bmatrix} \\
 &\quad \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB_2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_0 \sin \theta \\ j(\sin \theta / Z_0) & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB_1 & 1 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \cos 2\theta + Z_0^2 B_1 B_2 \sin^2 \theta - ((2B_1 + B_2)/2) \cdot Z_0 \sin 2\theta & \\ j2B_1 \cos 2\theta + jB_2 \cos^2 \theta + jZ_0^2 B_1^2 B_2 \sin^2 \theta & \\ +j(\sin 2\theta / Z_0) - j(B_1^2 + B_1 B_2) Z_0 \sin 2\theta & \\ -jZ_0^2 B_2 \sin^2 \theta + jZ_0 \sin 2\theta & \\ \cos 2\theta + Z_0^2 B_1 B_2 \sin^2 \theta - ((2B_1 + B_2)/2) \cdot Z_0 \sin 2\theta & \end{bmatrix} \cdots (3)
 \end{aligned}$$

即ち、移相調整回路のFパラメータは、インピーダンス
10a, 10b及び調整線路11～13のそれぞれのF
パラメータの行列積によって表される。また、各調整線
路11～13のFパラメータは、電圧伝達比A及び電流
伝達比Dがそれぞれ1になり、伝達インピーダンスBが
0となる。さらに、伝達アドミタンスCは前述したサ
セブタンスによって表される。また、インピーダンス1
0a, 10bのそれぞれのFパラメータは、電圧伝達比

A及び電流伝達比Dが $\cos \theta$ に、伝達インピーダンスB
が $jZ_0 \sin \theta$ に、また伝達アドミタンスCは $j(\sin \theta / Z_0)$ になる。

【0012】さらに、式(3)のFパラメータを伝送線路
10の特性インピーダンス Z_0 で規格化すると、規格化
したFパラメータ F' は式(4)によって表される。

【0013】

【数2】

$$\begin{aligned}
 F' &= \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \cos 2\theta + b_1 b_2 \sin^2 \theta - ((2b_1 + b_2)/2) \sin 2\theta & \\ j2b_1 \cos 2\theta + j b_2 \cos^2 \theta + j b_1^2 b_2 \sin^2 \theta + j \sin 2\theta - j(b_1^2 + b_1 b_2) \sin 2\theta & \\ -j b_2 \sin^2 \theta + j \sin 2\theta & \\ \cos 2\theta + b_1 b_2 \sin^2 \theta - ((2b_1 + b_2)/2) \sin 2\theta & \end{bmatrix} \cdots (4)
 \end{aligned}$$

ここで、

$$j b_1 = (j B_1 / Y_0), \quad j b_2 = (j B_2 / Y_0) \quad (\text{但し、} Y_0 = 1 / Z_0) \quad \cdots (5)$$

である。

【0014】前述した移相調整回路は対称回路網である
から、式(4)からも分かるとおり、その電圧伝達比 A'
と電流伝達比 D' は等しくなる。また、入力インピーダ
ンス Z_{in} は式(6)に示すように、規格化した電圧伝達比
 A' と伝達インピーダンス B' の和を伝達アドミタンス
 C' と電流伝達比 D' の和で除算した値となる。

【0015】

$$Z_{in} = (A' + B') / (C' + D') \quad \cdots (6)$$

伝送線路10を伝搬する信号の中心周波数において、入
力インピーダンス Z_{in} が伝送線路10の特性インピーダ
ンス Z_0 に等しくし、且つ定在波比を1とするために
は、入力インピーダンス $Z_{in} = 1$ とならなければならない。
従って、伝達インピーダンス B' と伝達アドミタ
ンス C' が等しくなければならず、式(7)を満足する必
要がある。式(7)の両辺に虚数単位 j を掛けると式(8)が
得られ、式(8)を整理すると式(9)が得られる。

【0016】

$$\begin{aligned}
 -j b_2 \sin^2 \theta + j \sin 2\theta &= j 2 b_1 \cos 2\theta + j b_2 \cos^2 \theta + j b_1^2 b_2 \sin^2 \theta \\
 &\quad + j \sin 2\theta - j(b_1^2 + b_1 b_2) \sin 2\theta \quad \cdots (7)
 \end{aligned}$$

$$2 b_1 \cos 2\theta + b_2 + b_1^2 b_2 \sin^2 \theta - (b_1^2 + b_1 b_2) \sin 2\theta = 0 \quad \cdots (8)$$

$$2 b_1 (b_1 + b_2) \sin 2\theta + b_1 (b_1 b_2 - 4) \cos 2\theta - b_2 (b_1^2 + 2) = 0 \quad \cdots (9)$$

(4)

6

5

ここで、式(10)のようにKを設定して、これを式(9)に代入すると、式(11)が得られ、これを電気角 θ に付いて解くと式(12)が得られる。式(12)により、 b_1 、 b_2 が与えられたとき、信号の中心周波数において定在波比が1

となる電気角 θ を求めることができる。

【0017】

【数3】

$$K = \sqrt{\{2(b_1 + b_2)\}^2 + (b_1 b_2 - 4)^2} = \sqrt{(b_1^2 + 4)(b_2^2 + 4)} \quad \dots(10)$$

$$K b_1 \sin(2\theta + \sin^{-1}((b_1 b_2 - 4)/K)) - b_2(b_1^2 + 2) = 0 \quad \dots(11)$$

【数4】

$$\theta = \frac{1}{2} \cdot \left[\sin^{-1} \frac{b_2}{b_1 K} (b_1^2 + 2) - \sin^{-1} \frac{b_1 b_2 - 4}{K} \right] \quad \dots(12)$$

一方、伝達位相定数 Φ は式(13)によって表される。

【数5】

$$\Phi = \arg \left[\frac{1}{A' + B' + C' + D'} \right] \quad \dots(13)$$

ここで、前述したように $A' = D'$ 、 $B' = C'$ であるから、伝達位相定数 Φ は式(14)によって表され、式(14)において $\cos \Phi = P$ と置いて、式(13)に代入すると式(15)

5)が得られる。

【0018】

$$\Phi = \cos^{-1}(A')$$

$$= \cos^{-1}(\cos 2\theta + b_1 b_2 \sin^2 \theta - ((2b_1 + b_2)/2) \cdot \sin 2\theta)$$

$$= \cos^{-1}(1/2)\{(2 - b_1 b_2) \cdot \cos 2\theta - (2b_1 + b_2) \cdot \sin 2\theta + b_1 b_2\} \quad \dots(14)$$

$$(2 - b_1 b_2) \cdot \cos 2\theta - (2b_1 + b_2) \cdot \sin 2\theta + b_1 b_2 = 2P \quad \dots(15)$$

また、式(9)と式(15)から、 b_1 、 b_2 を求めると、 b_1 、 b_2 のそれぞれは式(16)、(17)によって表される。

【0019】

【数6】

$$b_1 = \frac{\cos \theta \pm \sqrt{\cos^2 \theta + \frac{\cos 2\theta - P}{P - 1}}}{\sin \theta} \quad \dots(16)$$

30

【数7】

$$b_2 = \frac{2(\cos 2\theta + P) b_1}{b_1 \cdot \sin 2\theta - 2} \quad \dots(17)$$

【0021】

$$b_2^2 (b_1^2 + 2)^2 \leq b_1^2 K^2 \quad \dots(20)$$

$$(b_1 b_2 - 4)^2 \leq K^2 \quad \dots(21)$$

【数10】

$$b_2 \leq b_1 \sqrt{b_1^2 + 4} \quad \dots(22)$$

次に、式(12)、(16)、(17)が成立するための条件を求める。まず、式(12)が成立するためには、次の式(18)、(19)が満足されなければならない。

【0020】

【数8】

$$\left| \frac{b_2}{b_1 K} (b_1^2 + 2) \right| \leq 1 \quad \dots(18)$$

【数9】

$$\left| \frac{b_1 b_2 - 4}{K} \right| \leq 1 \quad \dots(19)$$

ここで、式(18)、(19)のそれぞれの両辺を2乗すると式(20)、(21)が得られ、式(20)を b_2 に付いて解くと式(22)が得られる。

また、式(21)から式(23)が導かれ、式(23)が成立するためには、 b_1 と b_2 の積は0又は正にならなければならない。即ち、 b_1 と b_2 は同符号でなければならない。

40 【0022】

$$b_1^2 + 2b_1 b_2 + b_2^2 \geq 0 \quad \dots(23)$$

また、式(16)において右辺の分子の第2項は0又は正でなければならず、 $(P - 1)$ 負であるから、式(24)を満足しなければならない。

$$\cos 2\theta \leq 1 \quad \dots(24)$$

ここで、式(24)は常に成立しているので、式(22)、(23)が成立する必要十分条件となる。

【0023】従って、必要な移相量(位相調整量) $\Delta \Phi$ に対しての伝達位相定数は $\Phi + \Delta \Phi$ となり、このときの電気角 θ は固定であるから、 b_1 及び b_2 のそれぞれを式

50

(9)。(14)を満足するように定めれば、 $\Delta\Phi$ だけ移相しても中心周波数での定在波比は1を保持する。

【0024】前述したように本実施例によれば、同符号のリアクタンス素子、即ちインダクタを構成する調整線路11～13を当間隔を開けて伝送線路10に接続して移相回路を構成したので、定在波比をほとんど変動させることなく伝搬信号の位相調整を行うことができる。さらに、従来例のように余分な多くのスペースを必要としないので小型に形成することができると共に、ほぼ同一の構成で任意の周波数に対応することができる。

【0025】尚、本実施例では伝送線路10をマイクロストリップ線路によって形成したが、これに限定されることはなく、同軸線路、ストリップ線路、導波管、2線式線路、サスペンデッド線路、コプレーナガイド、スロット線路等全ての伝送線路に対して適用可能である。

【0026】また、本実施例では調整線路11～13の他端を接地して、調整線路11～13をインダクタンス素子としたが、調整線路11～13の他端を開放してキャパシタンス素子としても同様の効果を得ることができる。

【0027】さらに、本実施例では調整線路11～13によってリアクタンス素子を形成したが、これに限定さ

れることはなく、コンデンサ、コイル、可変容量ダイオード、オープンスタブ、ショートスタブ、PINダイオード等を単独で用いても、或いはこれらを組み合わせてリアクタンス素子を構成しても同様の効果を得ることができる。

【0028】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、伝送線路上に当間隔を開けて接続された同符号の3つのリアクタンス素子の値を調整することにより、前記伝送線路を伝搬する信号の定在波比が低く保たれた状態で位相が変化されるので、従来のように余分な多くのスペースを必要とせず小型に形成することができると共に、簡単な構成で任意の周波数に対応することができるという非常に優れた効果を奏するものである。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例の移相回路を示す構成図

【図2】従来例の移相回路を示す構成図

【図3】従来例の移相回路を示す構成図

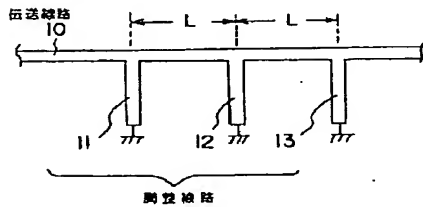
【図4】本発明の一実施例の移相回路の等価回路を示す

20 図

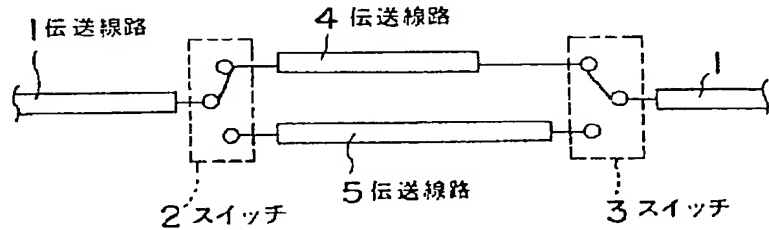
【符号の説明】

10…伝送線路、11～13…調整線路。

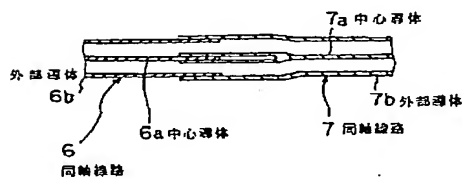
【図1】



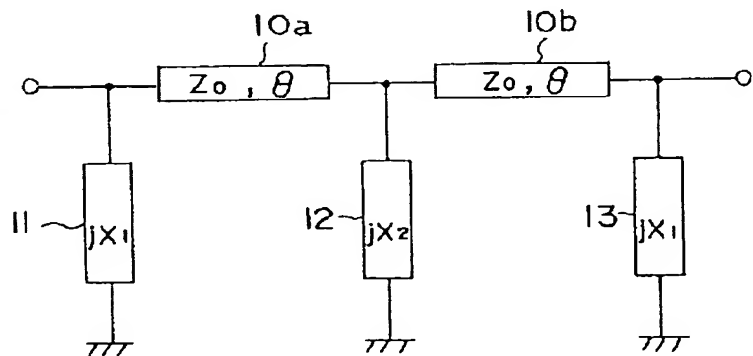
【図2】



【図3】



【図4】



THIS PAGE BLANK (USPTO)